



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **03003694 A**(43) Date of publication of application: **09.01.91**

(51) Int. Cl.

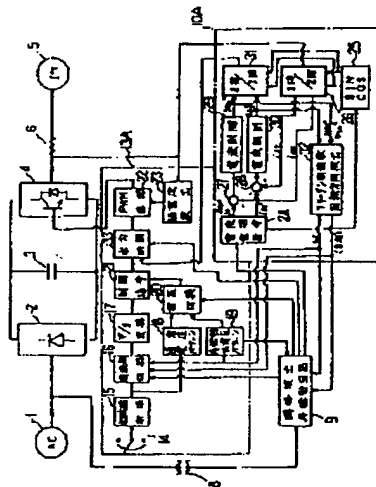
H02P 7/63(21) Application number: **01136346**(22) Date of filing: **30.05.89**(71) Applicant: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**(72) Inventor: **IMANAKA AKIRA**(54) **METHOD OF DETECTING FREELY RUNNING STATE OF INDUCTION MOTOR**

COPYRIGHT: (C)1991,JPO&Japio

(57) Abstract:

PURPOSE: To detect the freely running state of an induction motor by extracting a ripple component generated in a control signal system according to a predetermined command signal to obtain a rotating state of the motor of freely running state.

CONSTITUTION: If an induction motor 5 is rotated in a freely running state, when DC current command signals i_{ds}^* , i_{qs}^* are output from a current instruction unit 24, the output current of an inverter 4 is controlled based on a deviation signal between the signals i_{ds}^* , i_{qs}^* and a detection signal of an output current detected value of the inverter 4 by a control signal system, and a ripple component is generated in the system. The component is extracted to obtain the rotating state of the motor 5 of the freely running state. Thus, the freely running state of the motor 5 can be detected without detecting the remaining voltage of the motor 5.



BEST AVAILABLE COPY

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平3-3694

⑬ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成3年(1991)1月9日

H 02 P 7/63

3 0 2 H

7531-5H

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全12頁)

⑮ 発明の名称 誘導電動機のフリーラン状態検出方法

⑯ 特 願 平1-136346

⑰ 出 願 平1(1989)5月30日

⑱ 発 明 者 今 中 晶 愛知県名古屋市長区矢田南5丁目1番14号 三菱電機株式会社名古屋製作所内

⑲ 出 願 人 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内2丁目2番3号

⑳ 代 理 人 弁理士 大岩 増雄 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

誘導電動機のフリーラン状態検出方法

2. 特許請求の範囲

誘導電動機へ電流を出力するインバータ部と、電流指令信号を出力する電流指令部と、上記電流指令部から出力された電流指令信号と上記インバータ部の出力電流の検出値である検出信号との偏差信号に基づいて上記インバータ部の出力電流を制御する制御信号系とを備え、上記誘導電動機がフリーラン状態にある場合において、上記電流指令部から電流指令信号としてほぼ一定の指令信号を出力し、このとき上記制御信号系に発生するリップル成分を抽出し、上記フリーラン状態にある上記誘導電動機の回転状態を求めることを特徴とする誘導電動機のフリーラン状態検出方法。

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

この発明はインバータ装置による誘導電動機の瞬停再始動、フリーラン再投入、または商用切替

時に実行される誘導電動機のフリーラン状態検出方法に関するものである。

〔従来の技術〕

第1図は3相誘導電動機(以下誘導電動機と記す)を速度制御するために従来から実用されている、出力電圧 V と出力周波数 f の比を一定に制御する、いわゆる V/f 一定制御方式のインバータ装置に、フリーラン状態にある上記誘導電動機の回転周波数、回転方向などを検出する回路を付加したものである。

図において、(1)は3相交流を出力する商用電源、(2)は入力された3相交流を直流に変換して出力する整流回路、(3)は平滑コンデンサ、(4)はトランジスタなどの自己消弧型素子とこの素子に逆並列に接続された帰還ダイオードからなり、直流を任意の周波数の3相交流に変換して出力するインバータ部であり、その U 、 V 、 W 相からなる交流出力端子に誘導電動機(5)が接続されている。(6)はインバータ部(4)の出力電流を検出する電流検出器、(7)はフリーラン状態にある誘導電動機(5)の残留電圧

を検出するトランス等から構成された電圧検出器、
 (4)は商用電源(1)の電圧を検出する電圧検出器である。
 (5)は瞬停検出再始動手段であり、上記電圧検出器(4)を介して商用電源(1)の瞬停停電を検出し、
 後述のフリーラン状態検出部(9)へ誘導電動機(2)のフリーラン周波数 f および回転方向を検出するべく指令信号を出力すると共に、上記誘導電動機(2)が停止状態からの始動ではなく、上記フリーラン状態検出部(9)の検出結果に基づいてフリーラン状態から再始動するように、後述の制御回路部(3)へ切換信号を出力する。
 (6)はフリーラン状態検出部であり、上記瞬停検出再始動手段(5)から指令信号が与えられると、電圧検出器(4)の出力信号を入力して誘導電動機(2)のフリーラン周波数 f を演算し、電圧信号として出力する回転数演算手段(10)および回転方向を判別し、判別信号を出力する回転方向判別手段(11)から構成されている。
 (7)はインバータ部(4)へその交流出力の制御信号を出力する制御回路部であり、誘導電動機(2)に対する速度指令を出力する速度指令器(8)、上記速度指令の入力により、

の信号入力に基づき、相正弦波の制御信号を出力する制御信号出力手段(12)、上記相正弦波の制御信号が入力され、パルス変調信号に変換し、上記インバータ部(4)の交流出力を制御する制御信号として上記インバータ部(4)へ出力するPWM回路(13)および電流検出器(14)の出力信号を監視し、所定値を超える過電流が検出されたらインバータ部(4)の交流出力を停止、もしくは制限するように上記PWM回路(13)へ警報信号を出力する過電流検出回路(15)から構成されている。なお、瞬停検出再始動手段(5)、フリーラン検出部(9)、および制御回路部(3)の加減速制限手段(16)～制御信号出力手段(12)は通常それ等の機能がCPU、メモリ、入出力インターフェイス等からなるコンピュータのプログラム上に構築されている。

次に動作について説明する。誘導電動機(2)が完全に停止した状態において、この誘導電動機(2)を始動させる場合には、まず速度指令器(8)により誘導電動機(2)の回転速度が設定され、電源(1)が投入されると、周波数切換手段(16)および電圧切換手段

誘導電動機(2)が復帰するように上記速度指令に応じた電圧信号を徐々に上昇させて出力する加減速制限手段(16)、瞬停検出再始動回路(5)からの切換信号によつて制御され、回転数演算手段(10)または加減速制限手段(16)のいずれか一方からの入力信号を通過させる周波数切換手段(16)、この周波数切換手段(16)を介して入力された電圧信号をこの信号に対応した周波数 f に変換して出力する V/f 変換手段(17)、加減速制限手段(16)から入力された電圧信号を基に、上記 V/f 変換手段(17)が出力する周波数 f に対して V/f 比が一定となる電圧指令 V を出力する通常電圧パターン出力手段(18)、回転数演算手段(10)から入力された電圧信号に基き、出力電圧が通常の V/f 比となるまで徐々に上昇する再始動減電圧パターン出力手段(19)、瞬停検出再始動手段(5)の出力信号によつて切換制御され、通常電圧パターン出力手段(18)又は再始動減電圧パターン出力手段(19)のいずれか一方からの入力信号を通過させる電圧切換手段(20)、この電圧切換手段(20)を介して入力された電圧指令と V/f 変換手段(17)から

(20)は瞬停検出再始動手段(5)からの信号により、それぞれ、加減速制限手段(16)および通常電圧パターン出力手段(18)間に切換設定されており、上記速度指令器(8)からの速度指令値の入力により加減速制限手段(16)は零から徐々に所定の時間を要して上記速度指令値まで上昇させた電圧信号を出力し、この信号は周波数切換手段(16)を介して V/f 変換手段(17)に入力され、ここで上記速度指令値に応じた周波数 f に変換され制御信号出力手段(12)へ入力される。一方加減速制限手段(16)の出力信号は通常電圧パターン出力手段(18)に入力され、上記速度指令値に応じた、すなわち上記 V/f 変換手段(17)の出力周波数 f に対して V/f 比が一定となる電圧指令 V を出力し、この電圧指令 V が電圧切換手段(20)を介して上記制御信号出力手段(12)へ入力される。制御信号手段(12)は上記周波数 f および電圧指令 V の入力により上記速度指令に応じた相正弦波信号を出力し、PWM回路(13)はインバータ部(4)から誘導電動機(2)へ所望の周波数 f の相電圧が供給されるように、入力された上記相正弦波信号をパル

ス幅変調信号に変換し、上記インバータ部4の制御信号として出力する。

次に瞬時停電が発生してインバータ装置が停止した後、復電により再始動する場合、またはインバータ装置が停止時に誘導電動機6が外力によりフリーに回転している状態から始動する場合について説明する。

上記のような場合には、フリーラン状態にある誘導電動機6の回転周波数 f とインバータ装置の出力周波数 f とをほぼ一致させて再加速させる必要がある。その理由は、誘導電動機6がある回転数 f でフリーラン状態にあつたとき、インバータ装置の周波数 f および電圧 V を通常の運転と同様に V/f 比を一定に漸次上昇させた場合には、上記インバータ装置の出力周波数 f が誘導電動機6の回転周波数 f に下から接近すると回生制動による大きな制動トルクが、同期速度を通過後には逆に加速トルクが上記誘導電動機6に発生する。これは誘導電動機6の負荷に対して大きなトルクショックを与えることになり、例えば負荷がプロ

であればプロアの駆動軸に大きな衝撃を与え、その寿命を短くする。それゆえに、 V/f 一定制御方式のインバータ装置においてはその始動時において、上記出力周波数 f と誘導電動機6のフリーラン周波数 f とを一致させるために上記周波数 f を知る必要があり、タコジェネレータ等の速度検出器を備えたり、誘導電動機6の残留電圧を検出し、その周波数成分から算出する等により上記フリーラン周波数 f を求めている。

第7図においては、フリーラン状態にある誘導電動機6の残留電圧を電圧検出トランス7により検出し、フリーラン状態検出部10における回転数演算手段12にて、残留電圧の周期を求め、その逆数よりフリーラン周波数 f を推定し、回転方向判別手段13は例えば、 $U-V$ 、 $V-W$ 間等、異なる2つの線間の残留電圧の位相差を検出してフリーラン状態にある誘導電動機6の回転方向を判別する。瞬停検出再始動回路6が電圧検出トランス7を介して誘導電源10の瞬時停電を検出した時、または正転を始動であつても、誘導電動機6がフリー

ラン状態にあることを上記フリーラン状態検出部10からの信号入力により検知した場合には、周波数切換手段11および電圧切換手段14をそれぞれフリーラン状態検出部10側および再始動減電圧パターン出力手段15側に切換設定しておき、誘導電動機6の再始動時において、そのフリーラン状態における回転周波数 f に近じた電圧信号および回転方向の情報が周波数切換手段11を介して V/f 変換手段12に入力され、上記回転周波数 f に一致した周波数 f に変換されて制御信号出力手段16へ入力される。一方、フリーラン状態検出部10からの出力信号は再始動減電圧パターン回路15にも入力され、ここで入力信号に応じた、すなわち、上記周波数 f に対応した通常の電圧 V になるまで徐々に上昇していく電圧指令に変換され上記制御信号出力手段16へ入力される。以下、制御信号出力手段16が出力する正弦波信号に基づいて、PWM回路17からインバータ部4へ出力制御信号が出力され、フリーラン状態にある誘導電動機6をその回転周波数 f に合わせて始動する。

〔発明が解決しようとする問題点〕

従来の誘導電動機6のフリーラン状態検出方法によれば、以上のように誘導電動機6の残留電圧を検出し、残留電圧の周期の逆数よりフリーラン状態にある上記誘導電動機6の回転周波数 f を求め、また異なる2つの線間の残留電圧の位相差を検出してフリーラン状態における回転方向を判別するようにしたので、上記誘導電動機6の残留電圧の検出のために、電圧検出用トランスのごとき専用の電圧検出器を必要とするのでインバータ装置がその分大型化すると共に、上記誘導電動機6の残留電圧が小さい場合にはそのフリーラン状態における周波数、位相差の検出が困難であるなどの問題点があつた。

この発明は上記のような問題点を解消するためになされたもので、誘導電動機6の残留電圧を検出する電圧検出器を有せずともフリーラン状態にある上記誘導電動機6の回転状態を検出できる誘導電動機6のフリーラン状態検出方法を得ることを目的とする。

〔課題を解決するための手段〕

この発明に係わる誘導電動機のフリーラン状態検出方法は、誘導電動機へ電流を出力するインバータ部と、電流指令信号を出力する電流指令部と、上記電流指令部から出力された電流指令信号と上記インバータ部の出力電流の検出値である検出信号との偏差信号に基づいて上記インバータ部の出力電流を制御する制御信号系とを備え、上記誘導電動機がフリーラン状態にある場合において、上記電流指令部から電流指令信号として所定一定の指令信号を出力し、このとき上記制御信号系に発生するリップル成分を抽出し、上記フリーラン状態にある上記誘導電動機の回転状態を求めるものである。

〔作用〕

この発明によれば、誘導電動機がフリーラン状態にある場合において、電流指令部から直流の電流指令信号が出力されると、制御信号系にて、上記直流の電流指令信号とインバータ部の出力電流の検出値である検出信号との偏差信号に基づいて

2相電流 i_d^* (d軸成分)、 i_q^* (q軸成分) に変換する3相/2相変換手段部、上記電流位相指令手段部および3相/2相変換手段部が出力する2相電流のd軸成分 i_d^* および i_q^* とq軸成分 i_q^* および i_q のそれぞれを比較し、偏差信号 ($i_d^* - i_d$) を出力するd軸電流比較手段部および偏差信号 ($i_q^* - i_q$) を出力するq軸電流比較手段部、上記d軸電流比較手段部からの偏差信号を入力して増巾すると共に、上記偏差信号が零となるようにインバータ部(4)の出力電流を制御するための2相電圧指令のd軸成分 v_d^* を出力するd軸電流制御手段部および同様にq軸電流比較手段部からの偏差信号を入力して2相電圧指令のq軸成分 v_q^* を出力するq軸電流制御手段部、上記2相電圧指令 v_d^* 、 v_q^* を3相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に変換する3相/2相変換手段部、および上記2相電圧指令 v_d^* 、 v_q^* を入力し、この指令電圧に重畳されたリップル成分を抽出して、フリーラン状態にある誘導電動機の回転周波数 f と、回転方向を演算するフリーラン周波数、回転

上記インバータ部の出力電流が制御され、このとき上記制御信号系にリップル成分が発生し、このリップル成分が抽出されて上記フリーラン状態にある上記誘導電動機の回転状態が求められる。

〔実施例〕

以下、この発明の一実施例を第1図～第6図により説明する。第1図はこの発明による誘導電動機部のフリーラン状態検出方法を実現するためのインバータ装置の回路ブロック図であり、図中、第7図に示した従来例と同一符号は従来例のそれと同一、または相当するものを示す。

図において、(10A)はフリーラン状態検出部であり、瞬停検出再始動手段部(4)からの指令信号の入力により、直交する2相の電流指令信号 i_d^* (d軸成分)、 i_q^* (q軸成分) および上記 i_d^* 、 i_q^* の位相角 θ を出力する電流指令部としての電流位相指令手段部、上記位相角 θ に対応した正弦波 $\sin \theta$ および余弦波 $\cos \theta$ を出力する関数発生手段部、電流検出器(6)が検出して出力するインバータ部(4)の出力電流の3相からなる検出信号 i_u 、 i_v 、 i_w を

方向検出手段部(4)から検出されている。(13A)はインバータ部(4)の出力を制御する制御回路部であり、瞬停検出再始動手段部(4)からの切換信号により、制御信号発生手段部またはフリーラン状態検出部(10)の2相/3相変換手段部(4)からの入力信号のいずれかを切換設定して後段のPWM回路部へ通過させる出力切換手段部を有し、この制御回路部(13A)のその他の構成は従来例における制御回路部(13)と同様である。

なお、上記フリーラン状態検出部(10A)を構成する3相/2相変換手段部、電流比較手段部、電流制御手段部、および2相/3相変換手段部と、制御回路部(13A)を構成するPWM回路部と、インバータ部(4)と、電流検出器(6)とから誘導電動機部のフリーラン状態を検出する制御信号系の主要部を形成している。

第2図は上記フリーラン周波数回転方向検出手段部の詳細を示すブロック図であり、2相電圧指令のq軸成分 v_q^* を入力して重畳するリップル成分の周波数 f_r を検出するリップル周波数検出手

段(32a)、上記リップル周波数 f_n を入力し、予め入力されている比例定数 r を乗じて、誘導電動機側のフリーラン周波数 f を求め、この周波数 f に相応する電圧信号を出力するフリーラン周波数演算手段(32b)、上記 v_{qs}^* と共に、d軸成分 v_{ds}^* を入力し、両者間の位相差を比較する位相比較手段(32c)、および上記位相比較手段(32c)による比較結果に基づき誘導電動機側の回転方向を判別する回転方向判別手段(32d)から構成されている。

なお、上記フリーラン状態検出部(10A)、制御回路部(13A)の加減速制限手段は制御信号出力手段および出力切換手段は瞬時検出再始動手段と共に、それ等の機能がCPU、メモリ、入出力インターフェイス等からなるコンピュータのプログラム上に構築されている。

次に第1図に示したインバータ装置の動作について説明する。誘導電動機が完全に停止した状態にて、この誘導電動機を始動させる場合については、瞬時検出再始動回路(9)からの切換信号により、出力切換手段が制御信号出力手段の出力

力信号をPWM回路(4)へ入力するように切換設定されており、第1図に示した従来例の場合と同様に動作して上記誘導電動機を始動し、速度制御する。

次に瞬時停電が発生してインバータ装置が停止した後、復電により再始動する場合、またはインバータ装置が停止時に誘導電動機(5)が外力によりフリーに回転している状態から始動する場合について説明する。フリーラン状態検出部(10A)において、電流指令部としての電流位相指令手段は瞬時検出再始動手段からの指令信号入力により、電流指令信号として一定の例えば直流信号を出力する。すなわち、2相電流指令 i_{ds}^* 、 i_{qs}^* およびその位相角 θ について

$$\left. \begin{aligned} i_{ds}^* &= I_{ds} (\text{一定}) \\ i_{qs}^* &= 0 \\ \text{位相角 } \theta &= 0 \end{aligned} \right\} (1)$$

を出力する。上記電流指令はそれぞれd軸電流比較手段(8)とq軸電流比較手段(9)にて3相/2相比較手段(9)が出力する2相電流 i_{ds} 、 i_{qs} とそれ

ぞれ比較され、出力された偏差信号($i_{ds}^* - i_{ds}$)がd軸電流制御手段(11)に入力されてPI(比例・積分)制御されて2相電圧指令のd軸成分 v_{ds}^* として、また偏差信号($i_{qs}^* - i_{qs}$)がq軸電流制御手段(12)に入力され、PI制御されて2相電圧指令のq軸成分 v_{qs}^* として出力される。上記2相電圧指令 v_{ds}^* 、 v_{qs}^* は誘導電動機(5)の1相当りの1次抵抗の値を R_s とすると、

$$\left. \begin{aligned} v_{ds}^* &= R_s \cdot i_{ds} \\ v_{qs}^* &= 0 \end{aligned} \right\} (2)$$

となるように制御される。上記2相電圧指令 v_{ds}^* 、 v_{qs}^* は2相/3相電圧変換手段(13)により3相電圧指令 v_{us}^* 、 v_{vs}^* 、 v_{ws}^* に変換され、出力切換手段(14)を介してPWM回路(4)へ入力され、PWM回路(4)はインバータ部(4)から誘導電動機(5)へ所望の電流が出力されるように、上記インバータ部(4)へその出力電流を制御する信号を出力する。上記インバータ部(4)から出力される所望の電流とは

$$\left. \begin{aligned} i_u &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{ds} \\ i_v &= i_w = -\frac{1}{\sqrt{3}} I_{ds} (= -\frac{1}{2} i_u) \end{aligned} \right\} (3)$$

で与えられる直流である。上記電流 i_u 、 i_v 、 i_w は次式

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

において(1)式、すなわち $i_{ds}^* = I_{ds}$ 、 $i_{qs}^* = 0$ 、 $\theta = 0$ を代入して算出される。

この電流が電流検出回路で検出され、3相/2相変換手段(9)により2相電流 i_{ds} 、 i_{qs} に変換され、それぞれd軸、q軸電流比較手段(8)、(9)に負帰環される。

上記 i_{ds} 、 i_{qs} は次式により算出される。

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad \dots (5)$$

ところが、電流位相指令手段から上記(4)式で示された直流の電流指令、すなわち $i_{ds}^* = i_{ds}$ (一定)、 $i_{qs}^* = 0$ 、 $\theta = 0$ を入力した場合において、制御信号系における、(3)式で示された2相電圧指令 v_{ds}^* 、 v_{qs}^* 、(4)式で示されたインバータ部(4)の出力電流およびその検出値、その変換された2相電流 i_{ds} 、 i_{qs} 等には誘導電動機(4)のフリーランに起因するリップル成分が重畳し、上記(4)式で示された $v_{ds}^* = R_s \cdot i_{ds}$ 、 $v_{qs}^* = 0$ や、(3)式で示された i_u 、 i_v 、 i_w 等はその平均値を示すものである。

次に、誘導電動機(4)がフリーラン状態にある場合において、電流指令信号として直流の指令信号を出力した場合において、電流負帰環方式の制御

i_{qs} : 誘導電動機の q 軸 2 次電流

per : 誘導電動機の回転角周波数 (電気角)

R_s : 1 相当りの 1 次抵抗

R_r : 1 相当りの 2 次抵抗

M : 相互インダクタンス

L_s : 1 次自己インダクタンス

L_r : 2 次自己インダクタンス

σ : 漏れ係数 ($\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r$)

\underline{p} : 微分演算子

である。上記(6)式を

$$\underline{p} \underline{i} = A \underline{i} + B \underline{v}_s \quad \dots (7)$$

ただし、 $\underline{i} = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr}]^T$

$$\underline{v}_s = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$$

と表現し、さらに

$$\underline{i}_s = C \underline{i} \quad \dots (8)$$

ただし、 $\underline{i}_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

と表現し、電流指令を $\underline{i}_s^* = [i_{ds}^* \ i_{qs}^*]^T$ とすると制御信号系、すなわち電流制御系は第 8 図に

特開平 3-3694 (6)

信号系にリップル成分が重畳する理由について、および上記制御信号系に属する 2 相電圧指令 v_{ds}^* 、 v_{qs}^* に対して重畳するリップル周波数とフリーラン回転周波数について説明する。

d-q 座標軸における誘導電動機(4)の状態方程式は一般に次式で示される。

$$\underline{p} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \text{per} \frac{M^2}{\sigma L_s L_r} & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} & \text{per} \frac{M}{\sigma L_s} \\ -\text{per} \frac{M^2}{\sigma L_s L_r} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\text{per} \frac{M}{\sigma L_s} & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} & -\text{per} \frac{M}{\sigma L_r} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & -\frac{\text{per}}{\sigma} \\ \text{per} \frac{M}{\sigma L_r} & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{\text{per}}{\sigma} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad \dots (9)$$

(9)式において、

i_{dr} : 誘導電動機の d 軸 2 次電流

示したブロック図で表現される。

上記ブロック図において、d 軸、q 軸電流制御手段(4)、(5)は P I (比例積分)制御するものであるから、その伝達関数 $G_c(s)$ は

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT} \right) \quad \dots (10)$$

とした。ただし、 K_p は比例ゲイン、 T は積分時間を示す。

上記ブロック図の P I 制御部、すなわち d 軸、q 軸電流制御手段(4)、(5)の積分出力を

$$\underline{v}_i = [v_{di} \ v_{qi}]^T$$

とおけば、図の閉ループ系の状態方程式は次式で示される。

X₁ X₂

上記フリーラン周波数 f とリップル周波数 f_r との間には比例関係があるので、この両者間の比を比例定数 r として予め求めておけば、上記 γd 、 γd に重畳するリップル周波数 f_r を求めて上記比例定数 r を乗算することにより、フリーラン周波数 f が容易に演算できる。

実験に用いた突機は三菱MF-JR型27KW、4極2相誘導電動機(定格入力電圧200V)であり、残留電圧零、1500rpmでフリーラン中の上記誘導電動機に直流の電流指令として

を与えて電流制御を行ない、電圧指令 v_{d6}^* , v_{q6}^* 等を求めたものである。

上記代表特性根は式(1)誘導電動機側の定数 (R_s, R_r, M, L_s, L_r) 誘導電動機側のフリーラン周波数 P の設定値、電流制御回路の比例ゲイン K_p 、積分時間 T を与えれば数値計算により求まり、さらに代表特性根の固有角周波数 ω_n が計算で求まる、この ω_n が上記 ω_{d1}^* 、 ω_{d2}^* に重畳するリップルの角周波数であり、リップルの周波数 $f_0 = \frac{\omega_n}{2\pi}$ は一般に誘導電動機側のフリーラン周波数 P より若干小さく、かつ、上記誘導電動機側の定数等によりそれぞれ異なる。しかし

上記はフリーラン回転数 1800 rpm の実験例であるが、150 rpm (5 Hz) においても、リブ成分の波高値として 2~3 V が得られることが確認された。

また、第4図および第5図において、 $v_{d\theta}^*$ についてはその平均値 $R\omega \cdot Id_{\theta}$ を強引いて表示され、そのリップル成分が $v_{q\theta}^*$ のリップル成分と容易に比較できるように表示している。なお、第4図および第5図において、 $v_{q\theta}^*$ 、 $v_{d\theta}^*$ の波形と1点検波 $A - m$ との交点を比較するに、第4図に示した誘導電動機例が正回転の場合には $v_{d\theta}^*$ のリップル成分が $v_{q\theta}^*$ のリップル成分の位相より 90° 進んで

あり、逆に第5図に示した逆回転の場合には上記位相より90°遅れており、もしくは270°進んでおり、この位相差を検出して誘導電動機の回転方向を判別できる。

なお、インバータ部(4)の出力電流、すなわちフリーラン状態の誘導電動機(6)への入力電流の極性をその通電途中で反転させることにより、重畳するリップル成分の振幅が増大する理由是不安定な制御信号系が急激な電流変化を伴う外乱を受けることによる。

次に2相電圧指令 v_d^* 、 v_q^* に重畳するリップル周波数より誘導電動機のフリーラン周波数 F および回転方向の具体的検出方法について述べる。上記 v_d^* 、 v_q^* に重畳するリップル周波数 f_n は0式で示された状態方程式の代変等価系の固有周波数であるから v_d^* 、 v_q^* の両者共、同一周波数 f_n であり、いずれから検出してもよい。しかし電流指令として0式に示すごとく、 $i_d^* = I_d^*$ (一定)、 $i_q^* = 0$ を与えた場合には0式に示すごとく、上記 v_q^* の平均値は零であり、交流リン

ブルだけであるから、リップル周波数 f_n が求め易い。それゆえに、第2図に示したフリーラン状態検出部(3)におけるリップル周波数検出回路(32a)に対して、上記 v_d^* を入力し、第6図に示すようにそのゼロクロス点間の時間をリップルの1/2周期として求め、リップル周波数 f_n を逆算して求める。次にフリーラン周波数演算回路(32b)にて、上記 f_n に予め入力されている比例定数 $(= \omega_n / \omega_r)$ を乗算して、誘導電動機のフリーラン周波数 F を求める。

さらに、2相電圧指令 v_d^* 、 v_q^* に重畳するリップルの位相差は第5図に示すように誘導電動機の回転方向により異なり、

正回転時… v_d^* が v_q^* に対して90°進み位相
逆回転時… v_d^* が v_q^* に対して90°遅れ位相
となるので、位相比較回路(32c)にて、上記 v_d^* および v_q^* を入力し、 v_q^* と $(v_d^* - R \cdot i_d^*)$ とを比較してその側差を求め、回転方向判別回路(32d)にて、 v_q^* が負から正に転ずるときにおいて

また、上記実施例では電流制御としてPI制御の例を示したがP(比例)制御、PID(比例積分、微分)制御、またはそれ以外の制御を行なつても同様な効果が得られる。

さらに、上記実施例では電圧指令 v_d^* 、 v_q^* に重畳するリップル成分を抽出し、このリップル周波数 f_n 、および2相間の位相差からフリーラン周波数 F と回転方向を検出したが、上記リップル成分の抽出は電圧指令 v_d^* 、 v_q^* に限定されるものではなく、上記制御信号系の信号であれば、いずれの信号を用いても良く、例えばインバータ部(4)の出力電流の検出値やこれ等の電流を交換して得られた2相電流 i_d 、 i_q に重畳されたリップル成分を抽出しても効果が得られる。

また、上記実施例における第4図および第5図に示した実施例による実験において、誘導電動機のフリーラン状態におけるインバータ(4)の出力電流の極性を通電の途中で反転させることにより、制御信号系に重畳するリップルの成分の振幅の増大を図つたが、極性を反転させなくとも、上記イ

$$v_d^* - R \cdot i_d^* > 0 \quad \text{ならば正回転}$$

$$v_d^* - R \cdot i_d^* < 0 \quad \text{ならば逆回転}$$

と判別する。なお、上記において $R \cdot i_d^*$ は v_d^* の平均値であり $(v_d^* - R \cdot i_d^*)$ は v_d^* から抽出したリップル成分を示す。

上記実施例では誘導電動機(6)のフリーラン周波数 F および回転方向を検出する場合において、インバータ外部(4)の3相出力電流を検出して直交する2相座標軸系の電流 i_d 、 i_q に交換し、電流位相指令手段(2)が出力する2相電流指令 i_d^* 、 i_q^* とのそれぞれの側差 $(i_d^* - i_d)$ 、 $(i_q^* - i_q)$ を求め、これらの信号をPI(比例積分)制御して2相電圧指令 v_d^* 、 v_q^* を求め、さらに3相電圧指令に変換して、インバータ部(4)から誘導電動機(6)へ所望の電流が出力されるように制御する制御信号系を備えたが、必ずしも、2相座標系でPI制御等の電流制御を実施する必要はなく3相の電流指令を与え、3相座標系で電流制御を行なつても同様な効果が得られる。

ンバー部14)の出力電流を急峻に変化させても、リップル成分の振巾を増大させ、リップル周波数の検出を容易にする効果がある。

なお、上記実施例では制御信号系の主要部を構成するフリーラン状態検出部(10A)をインバータ部14へ制御信号を出力する制御回路部(13A)の主要部と共に、CPUメモリ、入出力インターフェイス等からなるコンピュータのプログラム上に構築したソフトウェア構成としたので、上記フリーラン状態検出部(10A)を付加することによるインバータ装置の物理的寸法を増大を防止したが、上記フリーラン状態検出部(10A)を制御回路部(13A)と共にハードウェア構成とした場合においても、残留電圧が検出できない程に小さな、または全く発生しない誘導電動機のフリーラン状態を検出できる効果がある。

なお、電流指令信号として直流の例で説明したが、これはリップル成分の抽出が可能ならばよいのであつて、直流以外の信号でも可能である。

例えば、フリーラン状態の周波数よりも十分に

長い時間の間ほぼ一定値の指令信号出力する低い周波数の信号や断続的な信号でも良いことは上記実施例の説明からも明らかである。

(発明の効果)

以上のように、この発明によれば誘導電動機がフリーラン状態にある場合において、電流指令部からほぼ一定の例えば直流の電流指令信号を与え、制御信号系に発生するリップル成分を抽出し、上記誘導電動機の回転状態を検出するようにしたので、上記誘導電動機の残留電圧を検出することなく、そのフリーラン状態を検出できる方法が得られる効果がある。

4 図面の簡単な説明

第1図はこの発明の一実施例を実現するためのインバータ装置のブロック図、第2図はこの発明のフリーラン周波数、回転方向検出手段のブロック図、第3図はこの発明の誘導電動機の制御信号系としての電流制御系を示すブロック図、第4図はこの発明の誘導電動機が正方向に1800 rpmでフリーラン中における電圧指令 v_d^* 、 v_q^* に重

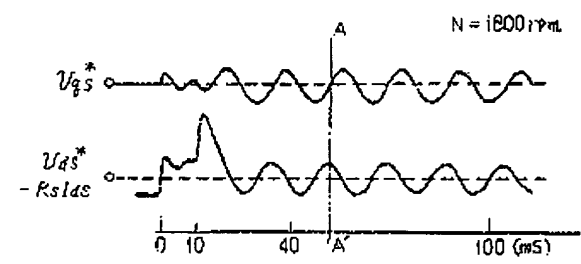
畳するリップル波形状を示す図、第5図は誘導電動機が逆方向にフリーラン中における第4図に対応する図、第6図はこの発明の誘導電動機が正回転時に与ける電圧指令 v_d^* 、 v_q^* の位相関係と、上記 v_q^* からリップルの周期 T を求める説明図、第7図は従来のインバータ装置のブロック図である。

図において、(1)は商用電源、(2)は整流回路、(3)は平滑コンデンサ、(4)はインバータ部、(5)は誘導電動機、(6)は電流検出器、(7)は電圧検出器、(8)は瞬停検出再始動手段、(10A)はフリーラン状態検出部、(13A)は制御回路部、20は電流指令部としての電流位相指令手段、21は関数発生手段、22は α 相/2相変換手段、23は α 軸電流比較手段、24は α 軸電流比較手段、25は α 軸電流制御手段、26は α 軸電流制御手段、27は α 相/2相変換手段、28はフリーラン周波数、回転方向検出手段、29は出力切換手段を示す。

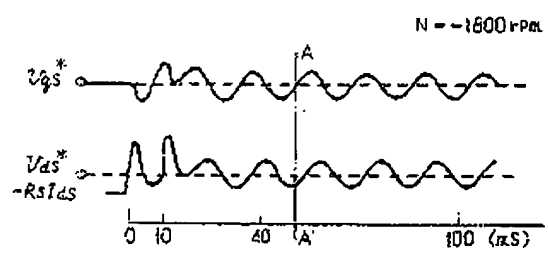
なお、図中、同一符号は同一または相当部分を示す。

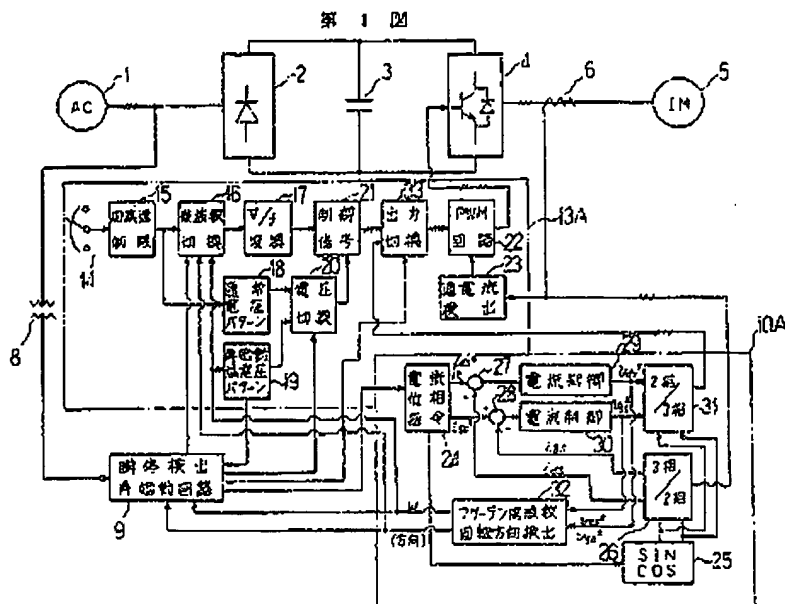
代理人 大 岩 港 雄

第 4 図

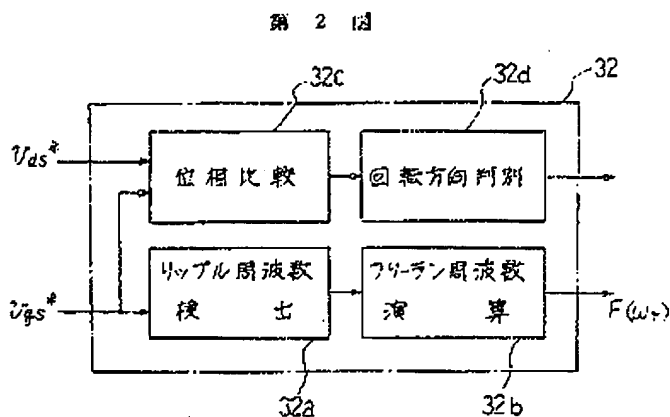


第 5 図

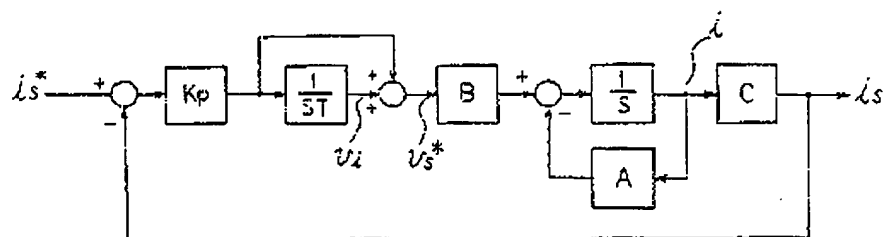




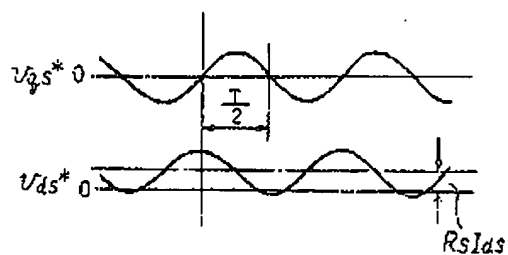
- | | |
|------------|-------------------------|
| 1: 商用電源 | 8: 電圧検出器 |
| 2: 整流回路 | 9: 降圧検出開始手段 |
| 3: 平滑コンデンサ | 10A: フーレン状態検出部 |
| 4: インバータ部 | 13A: 制御回路部 |
| 5: 誘導電動機 | 14: 速度指令値 |
| 6: 電流検出器 | 24: 電流位相指令手段
(電流指令部) |



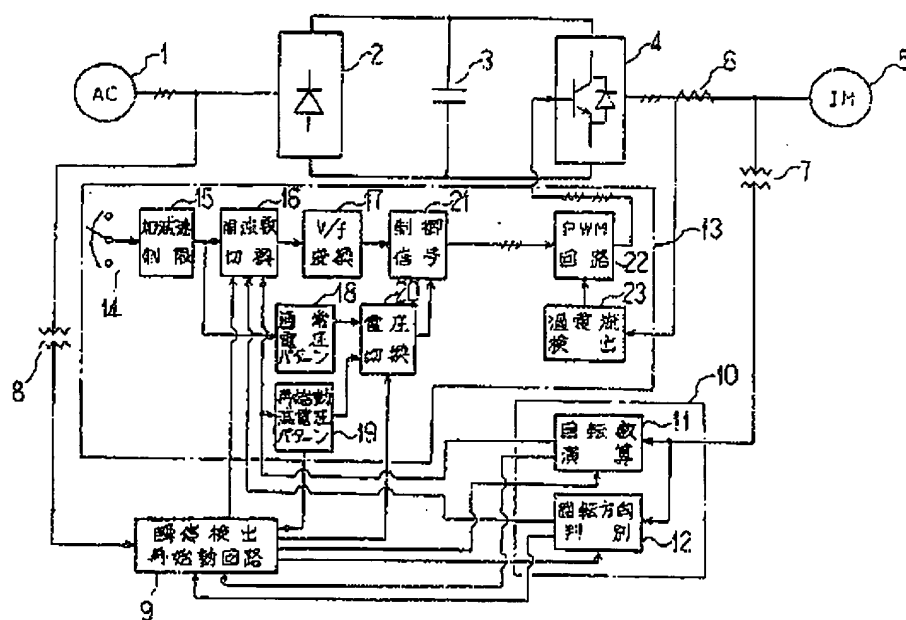
第 3 図



第 6 図



第 7 図



特開平3-3694 (12)

手続補正書

平成 2 年 1 月 18 日

特許庁長官殿

1. 事件の表示

平
特願昭 1-135846号

2. 発明の名称

誘導電動機のフリーラン状態検出方法

3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人
住 所 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
名 称 (601) 三菱電機株式会社
代表者 志 岐 守 哉

4. 代 理 人

住 所 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
三菱電機株式会社内
氏 名 (7375) 弁理士 大 岩 増 雄
(通称免03(213)3421特許部)

5. 補正の対象

(1) 明細書の「発明の詳細な説明」の欄

方 式
審 査

6. 補正の内容

(1) 明細書の第24頁第18行目に「 $\epsilon_n = \frac{\omega_m}{2\pi}$ 」
とあるのを「 $\epsilon_n = \frac{\omega_n}{2\pi}$ 」と訂正する。

以 上